

## EUROPEAN PATENT OFFICE

## Patent Abstracts of Japan

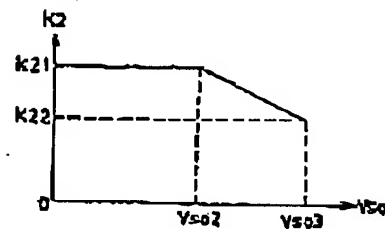
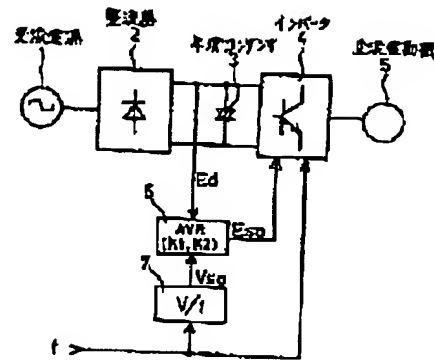
PUBLICATION NUMBER : 04210800  
 PUBLICATION DATE : 31-07-92  
 APPLICATION DATE : 18-12-90  
 APPLICATION NUMBER : 02402950

APPLICANT : FUJI ELECTRIC CO LTD;

INVENTOR : YONEZAWA HIROYUKI;

INT.CL. : H02P 7/63 H02M 7/48

TITLE : OUTPUT VOLTAGE CONTROL  
 METHOD FOR INVERTER



**ABSTRACT :** **PURPOSE:** To improve control accuracy by an amplitude correction wherein the amplitude of a sine wave control for PWM operation is divided by a product of the ratio of a DC input voltage to an inverter main circuit to the rated voltage thereof and a correction coefficient which decreases appropriately as the amplitude of the sine wave control signal increases.

**CONSTITUTION:** When constant output voltage control of an inverter is performed against fluctuation of DC input voltage  $E_d$  to an inverter main circuit in an overmodulation region where a sine wave control signal  $V_s$  is higher than a triangular carrier signal  $V_c$ , it is assumed that the voltage  $E_d$  fluctuates from  $E_{d0}$  to  $k_1 E_{d0}$ . An AVR or the like modifies the amplitude  $V_{so}$  of the signal  $V_s$  to  $V_{so}/(k_1 k_2)$  and sets the coefficient  $k_2$  at a constant value when  $V_s \leq V_c$  whereas when  $V_s > V_c$ , the coefficient  $k_2$  is decreased according to an appropriate function, e.g. linear reduction, as the amplitude of the signal  $V_s$  increases. Consequently, fluctuation of the number of pulses in a signal  $S_u$  due to amplitude regulation of the signal  $V_s$  is suppressed resulting in prevention of overcompensation in the constant output voltage control of inverter.

**COPYRIGHT:** (C)1992,JPO&Japio

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平4-210800

(43) 公開日 平成4年(1992)7月31日

(51) Int. Cl.<sup>3</sup>

H 0 2 P 7/63

H 0 2 M 7/48

識別記号

3 0 2 K 8209-5H

F 8730-5H

特許庁登録番号

F 1

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 5 頁)

(21) 出願番号 特願平2-402950

(22) 出願日 平成2年(1990)12月18日

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(72) 発明者 米屋 悟之

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

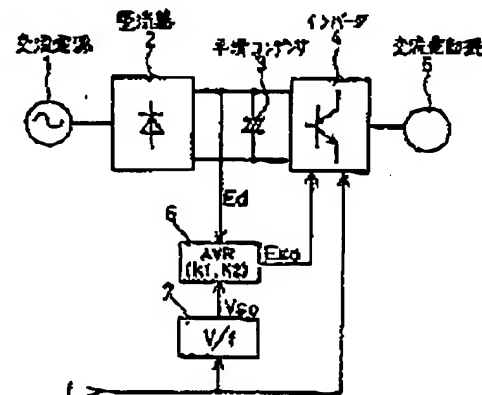
(74) 代理人 弁理士 山口 肇

(54) 【発明の名称】 インバータの出力電圧制御方法

(57) 【要約】

【目的】 交流電動機可変速駆動用PWM方式電圧形インバータの主回路直流入力電圧の変動に対し該インバータの出力電圧の一変化する。

【構成】 インバータ出力周波数の規定値を入力とする電圧／周波数変換器により指定されたPWM演算用正弦波制御信号の振幅を原振幅とし該原振幅の増大と共にその値を適当に減ずる補正係数 $k_2$ を求め、該係数 $k_2$ によりインバータ主回路直流入力電圧のその規定値に対する比 $k_1$ を $k_1 \cdot k_2$ の如く修正し、該修正比 $k_1 \cdot k_2$ により該正弦波制御信号の原振幅を除して得た値を以て三角波キャリア信号と振幅比較すべきPWM演算用の補正された正弦波制御信号の振幅となし、PWM演算によるインバータ主回路スイッチング素子開閉制御用指令信号パルス列のパルス密度変動に伴うインバータ出力電圧の変動を防止する。



(2)

特開平4-210800

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 その出力電圧と出力周波数との比を所定値に保ち且つ該出力周波数と該出力電圧に比例した振幅とを有する正弦波制御信号と被高周一定の三角波キャリア信号との瞬時値比較を行い、該比較により得たパルス列を指令信号としてその主回路直流入力電圧所接続用のスイッチング素子を開閉制御し、且つその出力電圧一定制御用パラメータとして前記主回路直流入力電圧を用いる交流電動機可変速度駆動用PWM方式インバータの出力電圧制御方法において、前記正弦波制御信号の振幅に従って変化した振幅が前記三角波キャリア信号の振幅以上に

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明上の利用分野】 本発明は交流電動機可変速度駆動用PWM方式インバータの出力電圧一定制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 一般に交流電動機駆動用のPWM方式電圧形インバータは、スイッチング素子を各相上下アームに有するブリッジにてその主回路を構成し、該主回路の直流入力電圧として交流電源電圧を整流して得た直流平均電圧等を用い、且つ制御上はその出力電圧と出力周波数との比率を所定値となし、更に所定の出力電圧に比例した振幅と所要の出力周波数と同一の周波数とを有する正弦波制御信号と振幅一定の三角波キャリア信号との瞬時値比較を行って得た指令信号パルス列の信定する断続モードに従って前記各スイッチング素子を開閉制御して所要の駆動出力を得ており、従ってまた前記正弦波制御信号が不変でその結果前記断続モードもまた不変の場合でも、前記交流電源電圧の変動等による前記主回路直流入力電圧の変動は前記インバータ出力電圧の変動に対し比例的に影響する。

【0003】 上記の内容を以下図3と図4と図5とに従って説明する。図3は前記インバータ主回路のブリッジ構成における各相アーム中の一相、例えばU相を例としたアーム回路図であり、8は前記の主回路直流入力電圧となる電圧Bdを供給する直流電源、Tu1とTu2とはそれぞれ上アームと下アームとにおけるスイッチング素子としてのトランジスタ、SuとSucとはそれぞれ前記トランジスタTu1とTu2とに対する開閉制御用指令信号、Vuはインバータ各相出力電圧中の一相、例えばU相の出力電圧である。なお前記信号SuとSucとは互に共役状態にあるが、前記両トランジスタTu1とTu2との同時導通状態発生による前記直流電源8の電源短絡を避けるために前記両信号SuとSuc相互の

信号発生と消滅との間には所定の時間差（デッドタイム）が設けられている。

【0004】 次に図4は交流電動機駆動用インバータに与えるその出力電圧対出力周波数特性図の例であり、出力周波数fを横軸とし該周波数指定値に従属して出力電圧Vがその振幅において決定される。ここにfbは該周波数であり是トルク領域の最高周波数を示し、またV1は低速時のトルク低下を補償するトルク・ブースト用電圧、V3は定格出力電圧である。なお前記の出力周波数fと出力電圧Vとの関係はV/f比一定状態を基本とし負荷のトルク特性等に従って種々変更修正される。更に図示電圧V2は前記出力電圧Vの比内値として規定されるPWM波形成用の正弦波制御信号の振幅が該計算用の三角波キャリア信号の振幅と等しくなる状態に对应するインバータ出力電圧である。

【0005】 更に図5は前記スイッチング素子開閉制御用指令信号となるPWM指令信号の発生原理図であり、図示Vcは前記出力周波数fと前記出力電圧Vに比例した振幅とを有する正弦波制御信号を示し、Vcは該振幅一定で所定のキャリア周波数を有する三角波キャリア信号を示し、Suは該電圧Vo-Vcの瞬時値比較により得られたPWM指令信号であり該信号Vcの一波毎に出力されてパルス列をなす。また図5の（イ）は前記信号Vcの瞬時値が前記信号Vcの全域において該信号Vcの振幅以下である場合を示し、図5の（ロ）は前記信号Vcの瞬時値が前記信号Vcの一部の振幅において該信号Vcの振幅以上となる場合を示すものであり、図5の（イ）の場合に比して前記信号Vcの一周期における前記信号Suのパルス数は減少しパルス幅の一部大幅増大が見られる。

【0006】 上記の如きインバータを対象とする従来のインバータ出力電圧一定制御方法としては、該インバータの主回路直流入力電圧の値をパラメータとするその出力電圧制御系中にAVR（自動電圧調整器）を設け、前記主回路直流入力電圧の変動時、前記正弦波制御信号Vcの振幅に対し一定値の補償係数を乗じて該振幅を前記入力電圧変動に対し例えば逆比例的に制限させ、前記PWM指令信号Suのパルス列の各パルス幅の変調を行い、例えば前記主回路直流入力電圧の増大時には該入力電圧の増大と逆比例して前記信号Vcの振幅を減少させることにより前記信号Suの各パルス幅を減少させて前記インバータ出力電圧の一定制御を行うものが知られている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 前記の如きインバータのブリッジ構成における各相上下アームのスイッチング素子の動作は、該両アーム素子の同時導通による直流通過短絡を避けるため何れか一方のアーム素子が先断断されてから他方のアーム素子が導通制御されるまでに所定の時間差（デッドタイム）において該両アーム素

(3)

特開平4-210800

子交互に導通・し断制御される。従って前記インバータの出力電圧中には、前記動作時断差をそのパルス幅とし、その時点でのインバータ出力電圧の通電方向に従った正負極性を有し、前記指令信号パルス列の各パルス毎に発生する電圧パルスが列をなして含まれることになり、該電圧パルス列の平均電圧の基本値はインバータ出力電圧の所定値に対する所定電圧となり、従ってまた前記インバータ出力電圧はその一周中に含まれる前記指令信号パルス列のパルス幅の差に従って変化したものとなる。

【0008】しかしながら前記の如くインバータ主回路直流入力電圧の検出値をパラメータとしインバータ出力電圧自体を検出することなく該出力電圧の一定化を図る従来のインバータ出力電圧制御方法は、前記主回路直流入力電圧の変動時、前記指令信号パルス列演算用の正弦波制御信号の振幅が同用の三角波キャリア信号の最高値より大となる前記図5（ロ）に示す如き過渡調整状態においても、インバータ制御回路中のA VR（自動電圧調整器）により前記正弦波制御信号の振幅に対する係数一定の過比例補正を行うものであり、前記係数の値如何によっては前記正弦波制御信号従って前記インバータ出力電圧の一周中に含まれる前記指令信号パルス列のパルス数に関し前記補正の前後において差を生じて該インバータ出力電圧の変動を招き、例えば前記主回路直流入力電圧の増大時に前記正弦波制御信号の振幅に対する係数一定の補正を行った場合に前記指令信号パルスのパルス数増加の増加により逆に前記インバータ出力電圧の所定以上の低下を来す過渡低電圧状態となることがあり、更に該インバータ出力電圧の変動を演出して過渡制御する電圧制御系をもたため前記インバータ出力電圧の変動は訂正されることなく残留し該インバータ出力電圧の一定制御における制御精度の低下は避けられなかった。

【0009】上記に鑑み本発明は、前記A VRにおける補正係数の適宜な自動可変により前記の如きインバータ出力電圧の変動を防止するインバータの出力電圧制御方法の提供を目的とするものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明のインバータの出力電圧制御方法は、その出力電圧と出力周波数との比を所定値に保ち且つ該出力周波数と該出力電圧に比例した振幅を有する正弦波制御信号と該最高値一定の三角波キャリア信号との瞬時値比較を行い、該比較により得たパルス列を指令信号としてその主回路直流入力電圧断差用のスイッチング素子を開閉制御し、且つその出力電圧一定制御用パラメータとして前記主回路直流入力電圧を用いる交流電動機可変速制御用PWM方式インバータの出力電圧制御方法において、前記正弦波制御信号の振幅に従って変化した振幅が前記三角波キャリア信号の最高値以上になった段階から直線的減衰等の所定の関数関係に従ってその値を低減する操

幅補正係数と前記主回路直流入力電圧のその定値値に対する比との積に逆比例して前記正弦波制御信号の振幅を定速補正するものとする。

【0011】

【作用】前記の如く、正弦波制御信号 $V_s$ と三角波キャリア信号 $V_c$ との振幅比較で得られたパルス列をなす指令信号 $S_u$ に関しては、前記両信号の振幅が $V_s \leq V_c$ の関係にある場合、該信号 $V_s$ の振幅変動に対し前記パルス列の各パルス幅の変化はあるが該信号 $V_s$ の一周中のパルス総数は不変である。一方前記振幅関係が $V_s > V_c$ となる前記図5（ロ）に示す如き過渡調整状態においては、前記信号 $V_s$ の振幅変動により前記信号 $S_u$ の各パルス幅と前記の如きパルス総数とに変動を来し、該パルス総数の変動は前記の如き理由によりインバータ出力電圧における低差的な変動を発生させ、前記信号 $V_s$ の振幅調整によるインバータ出力電圧制御における前記の如き過渡調整の原因をなすものであった。

【0012】本発明は、上記に鑑み、前記 $V_s > V_c$ 関係の過渡調整状態において、インバータ主回路直流入力電圧 $E_d$ の変動に対しインバータ出力電圧一定制御を行う場合、前記電圧 $E_d$ が $E_{d0}$ より $k1 \cdot E_{d0}$ に変動したものとすれば、前記A VR等において、前記信号 $V_s$ の振幅 $V_{s0}$ を $V_{s0} / (k1 \cdot k2)$ の如く変換し、且つ該係数 $k2$ を前記の $V_s \leq V_c$ 関係時には一定値（例、 $k2 = 1$ ）となし、 $V_s > V_c$ の関係時には前記 $k2$ の一定値から前記信号 $V_s$ の振幅増大と共に振幅低減等の適宜な関数関係にてその値を低減するものとし、前記信号 $V_s$ の振幅調整に伴う前記信号 $S_u$ のパルス数変動を抑制し、インバータ出力電圧一定制御における過渡調整の防止を図るものである。

【0013】

【実施例】以下本発明の実施例を図面により説明する。

図1は本発明の対象とするインバータによる交流電動機可変速駆動系のシステムブロック図であり、図2は図1におけるインバータ制御系中のA VR（自動電圧調整器）にて演算されるPWM演算用正弦波制御信号の振幅補正係数の対数特性図である。

【0014】図1において、1は交流電源、2は整流器、3は平滑コンデンサ、4はPWM方式電圧形インバータ、5は交流電動機である。前記の整流器2の出力電圧であり平滑コンデンサ3の端子電圧である直流電圧 $E_d$ は前記交流電動機可変速駆動系における直流中間電圧であり同時にインバータ4の主回路直流入力電圧をなすものである。次に1はインバータ4の出力周波数の指定値であり、前記正弦波制御信号 $V_s$ の原振幅 $V_{s0}$ は前記指令値 $f$ を入力とする電圧/周波数変換器である $f$ の $V/f$ より前記の図4に示す如き関数関係に従って変換出力される。また6はA VRであり前記電圧 $E_d$ と前記原振幅 $V_{s0}$ とを入力とし係数 $k1$ と $k2$ とを演算して前記正弦波制御信号 $V_s$ の振幅 $V_{s0}$ を低減出力す

(4)

特開平4-210800

5

るものであり、インバータ4の制御回路においては前記  
励磁信号 $E_{so}$ と $f$ とに従って前記信号 $V_{so}$ を作成の後三角  
波キャリア信号 $V_c$ との演算比較を行ってPWM演算  
されたスイッチング指令信号 $S_u$ の信号パルス列が作成  
される。ここに前記励磁 $E_{so}$ は次の如く換算される。  
すなわち、 $k_1 = E_d / E_{d0}$ 、 $E_{so} = V_{so} / (k_1 \cdot k_2)$ 、但し $E_{d0}$ は前記電圧 $E_d$ の定値値、 $k_2$   
は図2に示す関係図に従う補正係数である。

【0015】次に図2は前記係数 $k_2$ の対照図 $V_{so}$   
特性図であり、 $V_{so2}$ と $V_{so3}$ とはそれぞれ前記図  
4に示すインバータ出力電圧 $V_2$ と $V_3$ とに対応する前  
記正弦波励磁信号 $V_s$ の原価値であり、特に前記 $V_{so2}$   
は前記過渡領域と過渡領域との境界電圧を与える  
ものである。図示の如く前記係数 $k_2$ は、 $0 \leq V_{so} \leq$   
 $V_{so2}$ の過渡領域では $k_2 = k_{21}$ （一定値）、例  
えば $k_2 = 1$ の如く、また $V_{so2} < V_{so} \leq V_{so3}$   
の過渡領域では $k_2$ から $k_{22}$ へ直線的に低減するも  
のとしている。なお前記過渡領域における前記係数 $k_2$   
の低減特性は前記インバータ出力電圧の過渡防止に最  
適なものとなす必要があり、前記の如き直線低減特性を  
含む適当な低減特性の検討が必要となる。

【0016】

【発明の効果】本発明によれば、交流電動機可変速駆動  
用PWM方式電圧形インバータの起動時投入力電圧駆  
動時のインバータ出力電圧一定制御に関し、三角波キャ  
リア信号との演算比較によるPWM演算用の正弦波励磁

信号の振幅を、前記インバータ主回路投入力電圧のそ  
の定格電圧に対する比と前記正弦波励磁信号の振幅値大  
と共にその値を適当に減ずる補正係数との積にて除算す  
る振幅補正を行うことにより、PWM演算されたスイ  
ッチング指令信号パルスのパルス密度変化によるインバー  
タ出力電圧の変動抑制時の過渡防止し、前記インバー  
タ出力電圧一定制御における制御精度の向上を図ること  
ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の対象とするインバータによる交流電動  
機可変速駆動系のシステムブロック図

【図2】図1のAVRにて演算される正弦波励磁信号幅  
補正係数の対照図特性図

【図3】インバータ主回路ブリッジ構成各相アーム中の  
一相分のアーム回路図

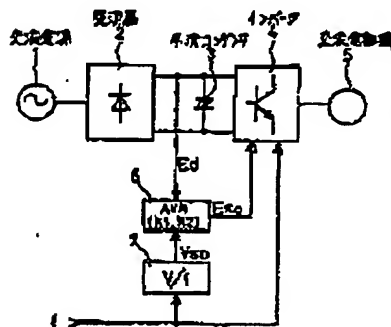
【図4】交流電動機駆動用インバータの出力電圧対出力  
周波数特性図

【図5】PWM指令信号の発生原理図

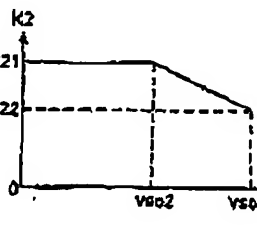
【符号の説明】

- 1 交流電源
- 2 整流器
- 3 平滑コンデンサ
- 4 インバータ
- 5 交流電動機
- 6 AVR（自動電圧調整器）
- 7  $V/f$ （電圧/周波数変換器）

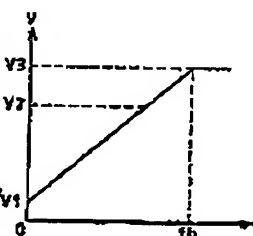
【図1】



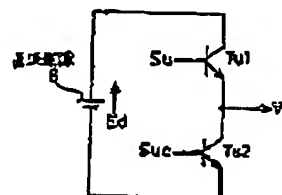
【図2】



【図4】



【図3】



(5)

特開平4-210800

【図5】

